




Method and device for operating a pmd system

Patent number: DE10039422
Publication date: 2002-02-28
Inventor: GULDEN PETER (DE); HEIDE PATRIC (DE); VOSSIEK MARTIN (DE)
Applicant: SIEMENS AG (DE)
Classification:
- international: G01S17/42; G01S17/58; G01S7/491; G04F13/02; G01J9/00; G02F2/00
- european: G01P3/36C, G01S7/491, G01S17/58
Application number: DE20001039422 20000811
Priority number(s): DE20001039422 20000811

Also published as:

 WO0214814 (A3)
 WO0214814 (A2)
 US2004100626 (A1)

Abstract of DE10039422

The invention relates to a method for controlling a PMD system which is characterized by controlling a photoelectronic mixing device (PMD) by at least one modulation signal (Umod) and one modulation signal (Umod) that is complementary thereto. A transmitter (E) emits electromagnetic radiation that is intensity-modulated by means of the at least one modulation signal (Umod). The inventive method is further characterized by varying the modulation signal (Umod) between at least two modulation frequencies (f1, f2, fi).

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

[15]



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 100 39 422 A 1**

⑳ Aktenzeichen: 100 39 422.1
㉑ Anmeldetag: 11. 8. 2000
㉒ Offenlegungstag: 28. 2. 2002

⑤ Int. Cl.7:
G 01 S 17/42
G 01 S 17/58
G 01 S 7/491
G 04 F 13/02
G 01 J 9/00
G 02 F 2/00

DE 100 39 422 A 1

㉑ Anmelder:
Siemens AG, 80333 München, DE

㉒ Erfinder:
Gulden, Peter, 57078 Siegen, DE; Heide, Patric, Dr.,
85579 Neubiberg, DE; Vossiek, Martin, Dr., 80798
München, DE

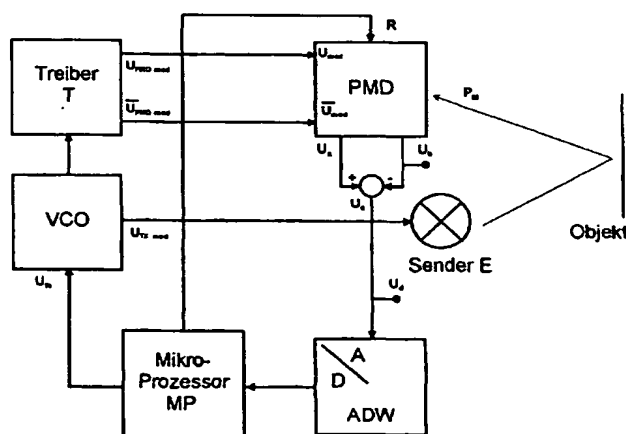
⑤⑤ Entgegenhaltungen:
DE 199 14 486 C1
DE 199 02 612 A1
DE 197 27 288 A
DE 197 04 496 A1
DE 38 10 357 A1
US 55 34 993 A

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Verfahren und Vorrichtungen zum Betrieb eines PMD-System

⑤⑦ Das Verfahren dient zur Ansteuerung eines PMD-Systems, bei dem ein PMD (PMD) mittels mindestens eines Modulationssignals (U_{mod}) und eines dazu komplementären Modulationssignals (\bar{U}_{mod}) angesteuert wird und ein Sender (E) elektromagnetische Strahlung aussendet, die mittels des mindestens einen Modulationssignals (U_{mod}) intensitätsmoduliert wird, und welches dadurch gekennzeichnet ist, dass das Modulationssignal (U_{mod}) zwischen mindestens zwei Modulationsfrequenzen (f_2, f_2, f_1) variiert wird.



DE 100 39 422 A 1

Beschreibung

Verfahren und Vorrichtungen zum Betrieb eines PMD-Systems

- 5 Die Erfindung betrifft Verfahren und Vorrichtungen zum Betrieb eines PMD-Systems.

Ein PMD ("Photoelectronic Mixing Device") entspricht im Prinzip einem Pixel eines CMOS-Kamerachips. Im PMD kann zusätzlich zur Intensität des Lichts auch eine Laufzeit τ zwischen einer gesendeten intensitätsmodulierten Welle, typischerweise Licht, und der vom PMD empfangenen Welle P_M gemessen werden. Der Sender emittiert dazu eine in der Intensität modulierte Welle, die nach Durchlaufen einer Übertragungs-
10 strecke auf das PMD trifft. Dort generiert die Welle wie auf einer konventionellen Photodiode Ladungsträger. Die Zahl der erzeugten Ladungsträger ist dabei proportional zur Intensität der Welle.

- 20 Eine Eigenschaft eines PMD-Systems besteht darin, daß wechselweise zwei gegenüberliegende Ausgänge A und B geöffnet werden. Das Umschalten zwischen den beiden Ausgängen erfolgt über ein Modulationssignal U_{mod} , das an das PMD angelegt wird. Diese Spannung wird mit derselben Frequenz f_{mod} moduliert wie
25 der Sender. Gelangt nun die Welle ohne Verzögerung auf das PMD, dann entspricht die Zeit, in der Ladungsträger generiert werden, der Öffnungszeit von Ausgang A. Die erzeugten Ladungen gelangen somit vollständig auf Ausgang A. Trifft die Welle verzögert auf das PMD, dann werden die Ladungsträger
30 entsprechend später generiert. Somit wird ein Teil der Ladungen während der Öffnungszeit von Ausgang A erzeugt, ein weiterer Teil dagegen während der Öffnungszeit von Ausgang B. Deshalb ist die Differenz zwischen Ausgang A und Ausgang B ein Maß für die Laufzeit τ des Signals, die Summe von A und B
35 dagegen ein Maß für die Intensität des einfallenden Lichtes, siehe dazu DE 197 04 496 A1 oder R. Schwarte et al.:
"Schnelle und einfache optische Formerfassung mit einem neu-

artigen Korrelations-Photodetektor-Array", Vortrag auf der DGZfP-GMA Fachtagung in Langen, 28./29 April 1997.

Die Auslesespannungen U_a , U_b können direkt durch den generierten Ladungsstrom erzeugt werden (nicht integrierender Betrieb). Bei integrierendem Betrieb sind die Auslesespannungen U_a und U_b die Spannungen, die nach Integration der Ladungen an den Ladungstöpfen entstehen. Integrierende PMDs weisen die Besonderheit auf, daß die Töpfe, in denen die Ladungsträger gesammelt werden, regelmäßig mittels eines Reset-Signals R der Länge t_R geleert werden müssen. Das Reset kann entweder nach fest vorgegebenen Zeitintervallen t_{int} mit der Frequenz $f_{int} = 1 / t_{int}$ erfolgen, oder adaptiv bei Erreichen einer gewissen Spannungsschwelle an den Ladungstöpfen.

Für die Ausgangssignale U_a , U_b des PMD, die dem Produkt der einfallenden elektromagnetischen Wellen mit dem Modulationssignal $U_{PMD \text{ mod}}$ bzw. dem um 180° phasenverschobenen komplementären Modulationssignal $\bar{U}_{PMD \text{ mod}}$ entsprechen, gilt, je nach Ausführung der Akkumulationsgates (integrierend/nicht integrierend), unter Annahme von gleicher Frequenz der einfallenden sinusförmig intensitätsmodulierten Lichtwelle und des Modulationssignals, und mit anschließender Unterdrückung hochfrequenter Anteile mittels Tiefpaß:

$$U_a = \kappa \cdot P_M \cdot \cos(\Delta\phi) + \kappa \cdot P_H / 2 \quad (1)$$

$$U_b = \kappa \cdot P_M \cdot \cos(\Delta\phi + 180^\circ) + \kappa \cdot P_H / 2 \quad (2)$$

Bevorzugt wird der Tiefpaß bereits innerhalb der integrierten Ausleseschaltung realisiert und ist daher nicht als externe Systemkomponente notwendig. In den Gl. (1) und (2) entsprechen $\Delta\phi$ der Phasenverschiebung zwischen der einfallenden elektromagnetischen Welle und dem Modulationssignal, P_M der Leistung der einfallenden Welle, κ einem die Empfindlichkeit des PMD, die Amplitude der Modulationsspannung, den Reflektionskoeffizienten am Objekt sowie die Streckendämpfung berücksichtigender Proportionalitätsfaktor und P_H der Leist-

ung der Hintergrundbeleuchtung. Bei integrierenden PMDs enthält κ auch noch die Integrationszeit t_i . Durch Bildung eines Differenzsignals U_d wird die Hintergrundbeleuchtung unterdrückt, und es gilt für das Differenzsignal $U_d = U_a - U_b$:

5

$$U_d = \kappa \cdot P_M \cdot \cos(\Delta\varphi) = \text{const} \cdot \cos(\Delta\varphi) \quad (3).$$

Die Phasenverschiebung des Signals setzt sich dann aus dem laufzeitbedingten Anteil und einer festen Phasenverschiebung φ_d z.B. durch unterschiedliche Laufzeiten τ in der Elektronik oder auch Verzögerungsglieder zusammen:

10

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot f_{\text{mod}} \cdot \tau + \varphi_d \quad (4).$$

15

Als problematisch für die direkte Berechnung der Phasenverschiebung erweist sich dabei die Abhängigkeit der Ausgangssignale U_a, U_b bzw. U_d sowohl von $\cos(\Delta\varphi)$ als auch von P_M .

20

Falls die Unterdrückung der Hintergrundbeleuchtung nicht unbedingt notwendig ist, kann die Laufzeit τ , und somit die Entfernung eines Objekts, bzw. die Dopplerfrequenz f_d und somit die Geschwindigkeit des Objekts direkt aus Gl.(1) oder Gl.(2) ermitteln werden.

25

Aus Heinol, Xu und Schulte: "Laufzeitbasierte 3D-Kamera-systeme - Smart Pixel Lösungen", DGZIP Fachtagung Optische Formerfassung, Stuttgart 5.-6. September 1999, ist eine Bestimmung der Phasendifferenz bzw. Laufzeitdifferenz durch Aufnahme mehrerer Meßwerte mittels Phasenmodulationsverfahren (PSK-Verfahren) oder PN-Modulation bekannt. Dafür werden in der Regel integrierende PMDs verwendet. Dabei wird die Phasenverzögerung φ_d durchgestimmt. Anschließend wird das Maximum der so gewonnenen Korrelationskurve gesucht und die Laufzeit aus $2\pi \cdot f_{\text{mod}} \cdot \tau = 2\pi - \varphi_{d\text{max}}$ bestimmt. Der technische Aufwand zur Anwendung dieser Methode ist beträchtlich, so wird z.B. in die Phasenverzögerung φ_d mittels direkter digitaler Frequenzsynthese ("DDS") und digitalem Phasenregister erzeugt.

30

35

Ein alternatives Verfahren ("I-Q-Verfahren") wird in DE 197 04 496 A1 beschrieben, wobei entweder nacheinander oder mittels spezieller Pixelstrukturen/anordnungen zwei um 90° zueinander phasenverschobene Werte für U_d aufgenommen werden. Aus diesen wird dann die Phase $\Delta\varphi$ berechnet:

$$\Delta\varphi = \arctan \frac{U_d(90^\circ)}{U_d(0^\circ)}$$

Alternativ werden in DE 197 04 496 A1 orthogonale Pseudo-Noise Codes (PN) vorgeschlagen, die den Vorteil der Mehrzielfähigkeit bieten.

Die bekannten Verfahren gehen von statischen, d.h. innerhalb der Meßaufnahme nicht bewegten Zielen aus. Bewegen sich hingegen die Zielobjekte während der Meßaufnahme, dann ist die Laufzeit τ nicht mehr konstant während der Messung. Es gilt mit $\tau(t) = 2 \cdot d(t) / c = 2 / c \cdot (v_d \cdot t + d_0)$:

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot f_{\text{mod}} \cdot \tau(t) + \varphi_d = 2\pi \cdot f_{\text{mod}} \cdot \frac{2}{c} (v_d \cdot t + d_0) + \varphi_d \quad (5)$$

Dabei entspricht d der aktuellen Entfernung, d_0 der Ausgangsentfernung, die der Ausgangslaufzeit τ_0 entspricht, c ist die Lichtgeschwindigkeit und v_d die Geschwindigkeit des Objekts. Durch Einsetzen von Gl. (5) in Gl. (3) erhält man für das Differenzsignal U_d :

$$U_d = \kappa \cdot P_M \cdot \cos(\Delta\varphi) = \kappa \cdot P_M \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_{\text{mod}} \cdot \frac{2}{c} (v_d \cdot t + d_0) + \varphi_d\right) \quad (6)$$

Dieses Signal weist eine zeitabhängige Phase auf. Dabei enthält der zeitabhängige Teil der Phase die Geschwindigkeitsinformation, der konstante Teil die Entfernungsinformation. Der zeitabhängige Teil läßt sich durch Ableiten der Phase bestimmen, entspricht also der Frequenz des Signals:

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \Delta\varphi(t) = \frac{2}{c} v_d \cdot f_{\text{mod}} = 2f_d$$

wobei die der Dopplerfrequenz $f_d = v_d / \lambda = v_d \cdot f_{\text{mod}} / c$ gemäß E. Pehl: "Mikrowellen in der Anwendung", Hüthig Verlag Heidelberg 1993, entspricht. Die Frequenz und damit die Ge-

schwindigkeit bestimmt man dann mittels Spektralanalyse (z.B. FFT) des Signals nach Gl. (6). Anschließend kann man die gesuchte Phase z. B. als die Phase des Maximums im Frequenzspektrum bestimmen und aus ihr mittels Gl.(4) die Entfernung berechnen. Grundsätzlich wird hier angenommen, dass die Dopplerfrequenz wesentlich kleiner als die Grenzfrequenz des Tiefpasses ist.

Für den Fall der integrierenden Messung erhält man bei gegenüber der Grundperiode des Dopplersignals kurzer Integrationszeit $t_{\text{int}} \ll 1/f_d$ einen Meßfehler durch den mitintegrierten zeitabhängigen Teil. Bei langer Integrationsdauer $t_{\text{int}} \gg 1/f_d$ erhält man kein zur Laufzeit von $\Delta\phi$ proportionales Differenzsignal mehr. Somit ist die Entfernung von sich bewegenden Objekten bestenfalls mit erhöhtem Meßfehler meßbar.

Des weiteren können die beiden erstgenannten Verfahren nur ein Ziel erfassen und vermessen.

Gemeinsam ist den genannten Verfahren, dass sie auf einer Modulation der Phasenverzögerung ϕ_d in Gl.(4) beruhen.

Es ist die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Möglichkeit zum Betrieb eines PMD mit vereinfachtem Aufbau und erhöhter Messgenauigkeit sowie einer Messung von Geschwindigkeit und/oder Entfernung bereitzustellen.

Diese Aufgabe wird durch Verfahren gemäß den Patentansprüchen 1 und 3 sowie durch eine Anordnung gemäß Patentanspruch 17 gelöst.

Zur Ermöglichung einer Geschwindigkeitsmessung wird ein PMD verwendet, bei dem mittels eines Modulationssignals U_{mod} mit einer beliebigen, aber dann fest gewählten Modulationsfrequenz f_{mod} und eines dazu komplementären Modulationssignals \bar{U}_{mod} angesteuert wird, und ein Sender elektromagnetische Strahlung aussendet, die mittels des mindestens einen Modulationssignals U_{mod} intensitätsmoduliert wird.

Das Verfahren ist dadurch gekennzeichnet, dass durch Abtasten mindestens eines der Ausgangssignale U_a, U_b aus den Gl.(1), (2) und/oder, bevorzugt, durch Abtasten des analog erzeugten Differenzsignals U_d aus Gl.(3) mehrere Meßwerte aufgenommen werden. Das Differenzsignal U_d kann dabei auch numerisch aus den Ausgangssignalen U_a, U_b bestimmt werden.

Aus denen so ermittelten Meßreihen, insbesondere des Differenzsignals U_d , wird mittels einer Spektralanalyse, insbesondere einer schnellen Fouriertransformation, mindestens ein zugehöriges Spektrum gebildet.

Sodann wird im Spektrum ein Signalanteil mit signifikanter, insbesondere maximaler, Amplitude bestimmt, und die zugehörige Frequenz f_{\max} des Signalanteils mit signifikanter Amplitude ermittelt. Dies können bei Vorliegen mehrerer auszumessender Objekte eine oder mehrere einem Objekt zugehörige Frequenzen sein. Insbesondere wird die Frequenz f_{\max} mit maximaler Amplitude zur Geschwindigkeitsmessung bevorzugt.

Aus einer oder mehreren Frequenzen mit signifikanter, insbesondere maximaler, Amplitude kann z. B. dann eine jeweils zugehörige Dopplerfrequenz f_d bestimmt werden. Aus der Dopplerfrequenz f_d wiederum lässt sich eine Geschwindigkeit bestimmen. Bei mehreren bestimmten Geschwindigkeit kann z.B. durch gewichtete Mittelung eine erhöhte Genauigkeit erzielt werden.

Dieses Verfahren kann bevorzugt mittels einer Anordnung ausgeführt werden, bei der kein Integrator dem PMD nachgeschaltet ist, so dass das Differenzsignals U_d direkt über der Zeit abtastbar ist. Es ist aber auch möglich ein integrierendes PMD zu verwenden und diesem einen (Zeit-)Differenzierer nachzuschalten, allerdings verschlechtert sich dabei der Signal zu Rauschabstand deutlich.

Auch kann bei Bedarf weiterhin, z. B. direkt aus der Phase des Maximums im komplexen Fourierspektrum, die Laufzeit τ zur Entfernungsmessung bestimmt werden.

Es wird bevorzugt, wenn das Verfahren ausser zur Geschwindigkeitsmessung auch zur Messung der Entfernung eines Objektes eingesetzt wird, insbesondere, wenn die Entfernung mittels der Phase $\Delta\varphi$ der signifikanten Amplitude bestimmt wird.

Ein weiteres Verfahren zur Lösung der Aufgabe besteht darin, dass ein PMD mittels mindestens eines Modulationssignals U_{mod} angesteuert wird, und ein Sender elektromagnetische Strahlung aussendet, die mittels des mindestens einen Modulationssignals U_{mod} intensitätsmoduliert wird, wobei das Modulationssignal U_{mod} nun zwischen mindestens zwei Modulationsfrequenzen variiert wird. Die Ansteuerung erfolgt typischerweise ausser mit U_{mod} auch mit einem dazu komplementären Modulationssignals \bar{U}_{mod} ; es kann aber auch möglich sein, nur das Modulationssignals U_{mod} zur Ansteuerung zu verwenden, während beispielsweise das komplementäre Modulationssignal \bar{U}_{mod} schaltungstechnisch im PMD erzeugt wird. Auch ist eine Konstruktion eines PMD vorstellbar, bei dem das komplementäre Modulationssignal \bar{U}_{mod} durch den physikalischen Aufbau des PMD entfallen kann.

Ein Verfahren unter Variation der Modulationsfrequenz (z.B. 2-FSK, n-FSK, FMCW, FSCW) ergibt den Vorteil einer einfacheren Anordnung, weil gegenüber dem Stand der Technik die Anordnung zur Phasenverzögerung entfällt. Die reduzierte Anzahl von Elementen im Modulationskreis ermöglicht zudem eine genauere Messung und insbesondere eine Verringerung der Temperaturdriften. Bei Verwendung geeigneter Auswertalgorithmen ist zudem die simultane Messung von Geschwindigkeit und Entfernung möglich. Dies ist z.B. bei der Montage auf bewegten Systemen wie Autos oder Roboterplattformen wichtig. Zudem werden die Systeme je nach Verfahren mehrzielfähig.

In beiden Verfahren ist eine Verwendung eines bestimmten Senders nicht beschränkt, sondern typischerweise in der Praxis vom Anwendungszweck vorgegeben. Beispielsweise kann mindestens eine Lichtquelle (Laser, Laser-Array, Quecksilberdampf-
5 lampe, LED oder LED-Array, Leuchtstoffröhre etc.) oder ein in einem anderen Band strahlender Sender (Mikrowellensender etc.) verwendet werden.

10 In beiden Verfahren ist zudem die Verwendung des Modulations-
signals U_{mod} oder des komplementären Modulationssignals \bar{U}_{mod}
gleichwertig, z. B. kann der Sender mit dem Modulations-
signals U_{mod} oder dem komplementären Modulationssignals \bar{U}_{mod}
angesteuert werden. Es sind auch Anordnungen mit zwei zuein-
ander phasenverschobenen, aber nicht komplementären Modulationssignalen denkbar.
15

Auch bei Verwendung mehrerer Modulationsfrequenzen f_1, f_2, f_i
werden mindestens eines der Ausgangssignale U_a, U_b aus den
Gl. (1), (2) und/oder, bevorzugt, durch Abtasten des analog er-
zeugten Differenzsignals U_d aus Gl. (3) mehrere Meßwerte auf-
20 genommen werden. Das Differenzsignal U_d kann dabei auch nume-
risch aus den Ausgangssignalen U_a, U_b bestimmt werden. Es sind
auch andere geeignete Kombinationen der Ausgangssignale ver-
wendbar, solange sie eine eindeutige Berechnung von Geschwin-
digkeit und/oder Entfernung eines Objekts zulassen.
25

Im folgenden werden mehrere Methoden zum Betrieb eines PMD-
Systems beschrieben. Selbstverständlich ist die Erfindung
nicht auf diese beschränkt.

30

a) Monofrequentes Verfahren

Durch Entfernen des bisher nach dem Stand der Technik verwen-
deten Integrators, siehe z. B. R. Schwarte et al., und konti-
35 nuierliches Abtasten entweder des Differenzsignals U_d oder
der Abtastung der Ausgangssignale U_a, U_b unter Einhaltung des
Abtasttheorems lässt sich eine Meßreihe aufnehmen. $U_d(t)$ kann

dabei auch durch digitale Subtraktion von U_a und U_b ermittelt werden. Aus den diskretisierten Werten für Gl.(6) oder den Signalen U_a , U_b kann man die Dopplerfrequenz f_d mittels Spektralanalyse (z.B. FFT) des abgetasteten Signals gewinnen.

5

Das Weglassen des Integrators ist hier problemlos möglich, da die bekannten Spektralanalyseverfahren aus allen Meßpunkten die gemittelten Frequenzen bestimmen, was einer Mittelung über alle Meßpunkte entspricht. Somit das ist das Signal-zu-
10 Rausch-Verhältnis bei diesem Verfahren für stehende Ziele mit dem Signal/Rausch-Verhältnis am Ende des Integrationsprozesses vergleichbar.

Zur weiteren Auswertung wird das Spektrum, z.B. das Fourier-
15 spektrum, gebildet. In diesem Spektrum wird ein Signalanteil mit signifikanter, insbesondere maximaler, Amplitude gesucht, und die zugehörige Frequenz f_{\max} ermittelt. Daraus lässt sich die Geschwindigkeit ermitteln. Vorzugsweise geschieht dies über eine Bestimmung der Dopplerfrequenz f_d mit $f_d = f_{\max}/2$.

20

Weiterhin kann auch die Entfernung über die Phase ϕ_{ges} des Signals bestimmt werden, entweder direkt als die Phase des Signalanteil mit signifikanter, insbesondere maximaler, Amplitude im komplexen Spektrum oder auch z.B. mittels "least
25 square fit", siehe dazu G. Strang, "Linear Algebra and its applications", 3rd ed. 1988, Harcourt Brace Jovanovich College Publishers. Aus der Phase erhält man die Laufzeit $\tau = (\phi_{\text{ges}} - \phi_d) / (2\pi \cdot f_{\text{mod}})$.

30 Zur einfachen Aufnahme des Spektrums wird vorzugsweise ein nichtintegrierender PMD verwendet. Es ist aber auch möglich, einen integrierenden PMD mit nachgeschaltetem Differenzierer einzusetzen, allerdings nur mit deutlich verschlechtertem Signal-zu-Rausch-Abstand.

35

Von Nachteil ist allgemein, daß der Delay-offset φ_d exakt bekannt sein muß, und die halbe Wellenlänge der Modulationsfrequenz dem Eindeutigkeitsbereich des Verfahrens entspricht.

5 b) 2-Frequenz-Verfahren (2-FSK-Verfahren)

Die Nachteile des monofrequenten Verfahrens können durch eine Verwendung des 2-Frequenz-Verfahrens vermieden werden. Dabei wird ein amplituden- bzw. intensitätsmoduliertes Modulations-
10 signal U_{mod} (und \bar{U}_{mod}) mit einer Modulationsfrequenz f_1 auf das PMD und den Sender gegeben. Im PMD wird das empfangene, vom Objekt reflektierte, Signal mit dem Modulationssignal U_{mod} überlagert und ein erstes Ausgangssignal, vorzugsweise die Differenzspannung U_{d1} , entweder analog oder digital gebildet.
15 Nun wird eine zweite Modulationsfrequenz f_2 eingestellt und in gleicher Weise ein zweites Ausgangssignal, typischerweise eine zweite Differenzspannung U_{d2} , aufgenommen.

Für jede der beiden Modulationsfrequenzen f_1, f_2 kann nun für
20 bewegte Ziele eine Ermittlung von Geschwindigkeit und/oder Entfernung jeweils getrennt erfolgen, und anschließend die niedrigere Modulationsfrequenz f_2 zur Bestimmung des Eindeutigkeitsbereichs und die höhere Modulationsfrequenz f_1 zur Erhöhung der Genauigkeit verwendet wird.

25 Dies kann beispielsweise dadurch geschehen, dass für beide Meßreihen die jeweilige Dopplerfrequenz f_{d1}, f_{d2} bestimmt wird. Anschließend wird wie zuvor für jede der beiden Maxima im Frequenzspektrum die Phase bestimmt. Aus ihr läßt sich die
30 Entfernung rekonstruieren, wobei die Phase für die niedrige Frequenz f_2 insbesondere zum Erreichen eines großen Eindeutigkeitsbereichs verwendet wird. Die Phase der höheren Modulationsfrequenz f_1 wird dagegen insbesondere für die genauere Ermittlung der Entfernung herangezogen. Typischerweise werden
35 daher zwei weit auseinanderliegende Modulationsfrequenzen f_1, f_2 verwendet, um so einen großen Eindeutigkeitsbereich bei gleichzeitig hoher Genauigkeit zu erreichen. Die Reihenfolge

der Modulationsfrequenzen f_1 , f_2 kann beliebig verändert werden

Insbesondere bei hohen Frequenzen ergibt sich ein Vorteil
5 daraus, das der Eindeutigkeitsbereich durch die niedrigere
Frequenz f_2 bestimmt wird, wodurch der Genauigkeitsvorteil
einer hohen Frequenz f_1 mit dem Vorteil eines großen Eindeu-
tigkeitsbereichs verbunden wird. Wenn die Differenz wesent-
lich kleiner als die Modulationsfrequenz ist, dann stimmen
10 zudem die in beiden Pfaden durch die zusätzlichen Laufzeiten
verursachten Phasenverzögerungen überein. Diese müssen dann
nicht mehr bekannt sein. Ein weiterer Vorteil gegenüber dem
Stand der Technik ist der Wegfall des Bauteils zur Phasen-
verschiebung.

15 Das 2-Frequenz-Verfahren bietet aber auch in statischen Meß-
situationen Vorteile, insbesondere beim integrierten Auslese-
verfahren. Dann wird f_2 bevorzugt so gewählt, daß sich der
gewünschte Meßbereich d_w eindeutig vermessen läßt. Es ergibt
20 sich bei einem Eindeutigkeitsbereich von $\pi/2$ die Gleichung f_2
 $= (\pi/4) \cdot (c/d_w)$. Man erhält so zwei Werte U_{d1}, U_{d2} für Gl.(3).

Eine Methode zur Entfernungsbestimmung besteht darin, das man
zwei weitere Werte für jede der beiden Frequenzen aufnimmt
25 und die Entfernung für jede Frequenz nach dem I-Q-Verfahren
oder dem PSK-Verfahren berechnet. Anschließend verwendet man
den Entfernungswert der niedrigen Frequenz zur Bestimmung des
Eindeutigkeitsbereichs, und den für die hohe Frequenz zum Er-
reichen hoher Genauigkeit.

30 Eine Geschwindigkeitsbestimmung kann so durchgeführt werden,
dass wieder zunächst getrennt aus der der Frequenz f_{\max} des
Signalanteils mit signifikanter Amplitude zugehörigen Phase
 $\Delta\phi$ im Spektrum eine dieser Frequenz f_{\max} zugehörige Entfernung
35 bestimmt wird.

Eine weitere Berechnungsmethode ist die direkte Bildung des Koeffizienten von U_{d1} und U_{d2} , woraus, ausgehend von gleicher Signalamplitude und Integrationszeit, folgt:

$$5 \quad \frac{U_{d1}}{U_{d2}} = \frac{\cos(2\pi f_1 \cdot \tau)}{\cos(2\pi f_2 \cdot \tau)} \quad (7)$$

Die so entstandene Funktion hängt nur von der Laufzeit τ ab.

10 Von Vorteil bei dieser Methode sind der einfache Aufbau und die Verwendung nur zweier Meßwerte. Nachteile sind die fehlende Mehrzielfähigkeit, Begrenzung des Meßbereichs auf $T/4$ der größeren Frequenz und die Verwendung einer Look-up-Tabelle.

15 Insbesondere bevorzugt wird $f_1 = 2 \cdot f_2$ gewählt, da in diesem Fall Gl.(7) analytisch nach τ auflösbar ist mit $k = U_{d1}/U_{d2}$:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_1} \cdot \arccos\left(\frac{k}{4} \pm \sqrt{\frac{k^2}{16} + 1}\right)$$

20 Diese Gleichung wird dann im Mikroprozessor an Stelle der Look-up-Tabelle gelöst, der benötigte Speicherplatz wird frei.

25 Die Verwendung eines sinusförmig modulierten Signals bietet den Vorteil der einfachen elektrischen Realisierung, allerdings wird der Zusammenhang zwischen der Phase des empfangenen Signals und dem Differenzsignal U_d nichtlinear, siehe Gl.(3).

30 Günstig ist daher in bestimmten Fällen die Verwendung rechteckförmig in der Intensität modulierter Modulationsignale U_{mod} . Der Zusammenhang zwischen Phase und Differenzsignal wird dann linear, es ergibt sich für integrierende und nicht integrierende PMDs innerhalb einer Periode 2π :

$$U_d = \kappa \cdot P_M \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{\Delta\varphi}{2\pi}\right) \quad (8)$$

Dieser lineare Zusammenhang läßt sich auch zur Realisierung der Entfernungsmessung mittels rechteckmoduliertem 2-Frequenzverfahren (2-FSK) verwenden, bei dem sich z. B. die Laufzeit τ wiederum analytisch aus zwei gespeicherten Modulationsfrequenzen f_1 und f_2 berechnen läßt gemäß:

$$\tau = \frac{(U_{d1} - U_{d2})}{4 \cdot (U_{d1} \cdot f_2 - U_{d2} \cdot f_1)} \quad (9)$$

bzw. bei bekannten Frequenzen f_1 und f_2 mit $k = f_2/f_1$ zu:

$$\tau = \frac{1}{4 \cdot f_2} \cdot \frac{(U_{d1} - U_{d2})}{(U_{d1} - U_{d2} \cdot k)} \quad (10)$$

Dies bietet den Vorteil, daß der zweite Bruch in Gl.(10) direkt analog realisierbar ist, so dass die Notwendigkeit eines Mikroprozessors entfällt.

c) n-Frequency-Shift-Keying-Verfahren (n-FSK)

Eine verallgemeinerte Methode ergibt sich, wenn statt mit nur zwei Frequenzen die Laufzeit für mehrere Frequenzen bestimmt wird. Die Anwendung des n-Frequenzverfahrens (n-FSK-Verfahren), das eine Verallgemeinerung des 2-FSK-Verfahrens darstellt, bietet den Vorteil erhöhter Genauigkeit.

Dazu werden N verschiedene Messwerte für N verschiedene diskreten Frequenzen analog zum 2-FSK-Verfahren aufgenommen und im Mikroprozessor gespeichert. Allgemein können alle beim 2-FSK-Verfahren verwendeten Auswerteverfahren verwendet werden. Es besteht aber auch die Möglichkeit der direkten Auswertung mittels "Least Square Fit"-Verfahren.

Die Laufzeit τ ist direkt in jedem Meßwert i enthalten, für den

$$U_{di} = 2 \cdot \kappa \cdot P_M \cdot \cos(\Delta\phi_i), \text{ mit } \Delta\phi_i = 2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot \tau \quad (11)$$

gilt. Dabei ist der die Integrationszeit t_{int} und die Empfind-
lichkeit enthaltene Parameter κ für alle i Frequenzen gleich
und bekannt. Die empfangene modulierte Strahlung, typischer-
weise Licht, ist bei schnell aufeinander folgenden Messungen
ebenfalls konstant, allerdings ist die Größe aufgrund der
unbekannten Reflektivität und des unbekannten Laufwegs nicht
bestimmt. Die Phase $\Delta\phi_i$ ist für alle Frequenzen unterschied-
lich und ebenfalls nicht bekannt. Zusammengefaßt läßt sich
Gl. (11) auch als

$$U_{di} = K \cdot P_M \cdot C_i \quad (12)$$

schreiben, mit $K = 2 \cdot \kappa \cdot t_{int}$ und $C_i = \cos(\Delta\phi_i)$. Somit liegen bei
Aufnahme von Meßwerten über N unterschiedliche Frequenzen $N+1$
Unbekannte vor.

Dieses Gleichungssystem läßt sich mit den gängigen Methoden
zur Lösung unterbestimmter Gleichungssysteme, z.B. dem "least
square fit"-Verfahren, lösen. Der Stand der Technik hierzu
ist z.B. in G. Strang zu finden. Eine Möglichkeit zur Erhö-
hung der Genauigkeit besteht im Einsatz des sog. "weighed
least square". Dabei werden die Werte für höhere Frequenzen
stärker berücksichtigt. Aus den Lösungen für C_i in Gl. (12)
erhält man die Laufzeit $\tau = (2\pi \cdot f_i)^{-1} \arccos(C_i)$. Die
Genauigkeit von τ erhöht man bevorzugt durch anschließendes
Mitteln über alle i Werte. Dabei können auf Grund der bei hö-
heren Frequenzen besseren Genauigkeit die entsprechenden τ
stärker gewichtet werden. Der Vorteil dieser Methode besteht
darin, daß alle Werte zur Berechnung der Entfernung verwendet
werden.

Das n-FSK-Verfahren bietet sich auch bei der Verwendung
rechteckförmiger Modulationssignale an. Analog zum 2-FSK-
Verfahren werden die Frequenzen f_i nacheinander eingestellt

und jedesmal der jeweilige Differenzwert U_{di} aufgenommen. So erhält man bei Annahme nur eines Reflektors ein überbestimmtes Gleichungssystem:

$$5 \quad U_{di} = \kappa \cdot t_{int} \cdot P_M \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{\omega_i \cdot \tau}{2\pi} \right) \quad (13)$$

Dieses läßt sich mit den gängigen Methoden zur Lösung überbestimmter Gleichungssysteme nach τ auflösen, siehe G. Strang.

10 d) Frequenz-Kennlinien-Verfahren

Eine weiteres frequenzmoduliertes Verfahren zur Laufzeit/Entfernungsbestimmung besteht darin, mittels eines verstimmbaren Frequenzgenerators, z.B. eines spannungsgesteuerten Oszillators (= VCO, "Voltage Controlled Oszillator"), das Modulationssignal U_{mod} zu erzeugen. Die Frequenz U_{mod} des Modulationssignals wird dabei durch den Mikroprozessor auf einen bestimmten Wert eingestellt. Das Ausgangssignal des VCO wird direkt auf den Sender gespeist, und gelangt wie beim FSK-Verfahren über den Treiber auf das PMD. Das entstehende Differenzsignal U_a wird A/D-gewandelt, und vom Mikroprozessor gespeichert. Der Mikroprozessor stellt dann einen neuen Frequenzwert ein, und der nächste Wert für U_a wird aufgenommen.

Wie bereits beschrieben, ist das Differenzsignal proportional zu Reflektivität, Integrationszeit t_i und Phasenfaktor $\cos(\Delta\varphi)$. Der Phasenunterschied für die verschiedenen Modulationsfrequenzen ist durch Gl.(4) gegeben. Unter der Annahme gleicher Reflektivität und Integrationszeit für die verschiedenen Frequenzen erhält man dann eine Kennlinie der Phasendifferenz über der Frequenz. Die Maxima, Minima und Nullstellen der Kennlinie entsprechen dabei bestimmten Werten für $\Delta\varphi$:

Maximum: $\Delta\varphi = 2\pi$

Minimum: $\Delta\varphi = \pi$

Nullstellen: $\Delta\varphi = \frac{1}{2}\pi$ bzw. $\Delta\varphi = \frac{3}{2}\pi$

Damit kann man mittels Gl.(4) die Entfernung aus der Lage des
5 Maximums, des Minimums oder der Nullstellen der Kennlinie U_a
über der Frequenz bestimmen. Es gilt daher für die Entfer-
nung:

im Maximum: $d = \frac{c}{2 \cdot f_{\max}}$

10 im Minimum: $d = \frac{c}{4 \cdot f_{\min}}$

Nullstellen: $d = \frac{c}{8 \cdot f_{\text{Null1}}}$ bzw. $d = \frac{3 \cdot c}{8 \cdot f_{\text{Null2}}}$

Somit läßt sich die Entfernung durch Minima, Maxima oder
Nullstellensuche in der Kennlinie U_a über f_i gewinnen. Dabei
15 kann bevorzugt die Genauigkeit durch Interpolation zwischen
den diskreten Frequenzwerten erhöht werden.

e) Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) Verfahren

20 Die oben aufgeführten frequenzmodulierten Auswerteverfahren
sind nicht mehrzielfähig. Dies kann durch die Anwendung eines
FMCW- ("Frequency Modulated Continuous Wave")-Verfahrens ge-
löst werden.

25 PMD-Bauelemente eignen sich auf Grund ihrer Funktion als Mi-
scher auch zur Messung der Geschwindigkeit mittels eines
FMCW-Verfahrens. Dabei wird die radiale Geschwindigkeit v_a
eines Objekts relativ zum PMD-Sensor erfaßt. In vielen Anwen-
dungen ist die gleichzeitige Messung von Entfernung d und
30 Geschwindigkeit v_a gewünscht. Die Methode, die Geschwindig-
keit aus den Differenzwerten nacheinander aufgenommener Ent-
fernungsbilder zu bestimmen, ist dabei häufig zu langsam und
ungenau.

Somit steht neben dem Entfernungswert in jedem PMD-Pixel vorteilhafterweise auch der Geschwindigkeitswert zur Verfügung. Hinzu kommt die Erhöhung der Genauigkeit bei der Entfernungsmessung von bewegten Objekten, da der geschwindigkeitsbedingte Anteil in Gl. (6) berücksichtigt wird.

Des weiteren ist das FMCW Verfahren mehrzielfähig, was neben der Erkennung hintereinander liegender Ziele den Vorteil der geringeren Störung durch weitere Ziele bietet.

Das FMCW Verfahren kann ebenfalls mit integrierenden und, aufgrund des besseren Rausch-zu-Signal-Abstands bevorzugt, mit nicht-integrierenden PMDs realisiert werden.

f) Frequency Stepped Continous Wave (FSCW) Verfahren

Bei Verwendung integrierender PMDs kann anstelle eines kontinuierlichen Sweeps das FSCW-Verfahren zum Einsatz kommen. Wie bereits zuvor beim n-FSK-Verfahren werden nacheinander entweder die Werte des Differenzsignals U_d oder die Ausgangssignale U_a, U_b für verschiedene Frequenzwerte aufgenommen. Dabei wird bevorzugt ausgehend von einer niedrigen Startfrequenz f_0 , z.B. 1 MHz, die Frequenz sukzessive um einen konstanten Betrag Δf erhöht. Für die so aufgenommenen Werte gilt in Abwandlung von Gl.(3) und (4), bei Annahme nur eines Signallaufwegs und einer Verzögerung nur durch die Laufzeit Sender-PMD ($\Delta\varphi = \Delta\varphi_{tof}$):

$$U_{di} = \kappa \cdot P_M \cdot \cos(\Delta\varphi_{tof}) = \kappa \cdot P_M \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_0 + i \cdot \Delta f) \cdot \tau) \quad (15)$$

Die Ableitung der Phase entspricht dann der Mischsignalfrequenz ω , der sogenannten Beatfrequenz. Es gilt dann für N Meßwerte und unter Verwendung der gesamten Bandbreite

$$\Delta f_g = N \cdot \Delta f : \omega = \frac{\partial}{\partial i} \Delta\varphi_{tof}(i) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\omega_g}{N} \cdot \tau. \text{ Die Laufzeit bzw. Entfernung}$$

ergibt sich dann als: $\tau = (N/\Delta f_g) \cdot f$ bzw. $d_i = (c \cdot N) / (2 \cdot \Delta f_g) \cdot f$. Ordnet man alle N Werte hintereinander in einem Vektor an und

berechnet die Fouriertransformation, dann erhält man das Spektrum der Meßreihe. Die Laufzeit bzw. Entfernung ist daraus aus der Lage des Maximum im Fourierspektrum bestimmbar. Liegen entgegen der ursprünglichen Annahme mehrere Signallaufwege vor, dann treten statt einem mehrere Maxima im Spektrum auf. Die Lage der entsprechenden Maxima gibt dann die Laufzeit/Entfernung des jeweiligen Signalweges an.

Das FSCW-Verfahren mit Fourierausswertung ermöglicht vorteilhafterweise mehrzielfähigen Betrieb von PMD-Bauelementen. Wie bereits zuvor kann die Genauigkeit durch Interpolation zwischen den diskreten Frequenzwerten erhöht werden.

Die Bestimmung der Entfernung über die Frequenzen des heruntergemischten Signals kann anstelle der FFT auch mit anderen Methoden bekannten Methoden zur Spektralanalyse erfolgen, z.B. AR, ARMA, oder einem Prony-Verfahren. Der Stand der Technik ist hier z.B. in Steven M. Kay: "Modern Spectral Estimation ", 1988, PTR Prentice Hall, New Jersey, gegeben.

Eine besonders einfache Anwendung ergibt sich für das FSCW Verfahren: Hier lässt sich Gl. (12) für mehrere Zielobjekte {Q} erweitern und umformulieren zu:

$$U_{di} = \sum_{k=1}^Q K \cdot P_{M_k} \cdot C_{ik} = \sum_{k=1}^Q a_k \cdot y_k(i)$$

Diese Gleichungsform wird als "Linear Prediction Equation" bezeichnet, und lässt sich für die hier angenommenen periodischen Signale mit den gängigen Methoden zur Spektralanalyse lösen.

Um die durch die Spektralanalyse, z.B. FFT, begrenzte Auflösung zu erhöhen oder auch die Rechenzeit zu reduzieren, kann das FSCW-Verfahren in einer Erweiterung des n-FSK Verfahrens nach Ybarra et al., "Optimal Signal Processing of Frequency - Stepped CW Radar Data" IEEE Transactions on Microwave Theory

and Techniques, Vol. 43, No. 1, Jan. 1995, verwendet werden. Dadurch können zusätzlich mehrere hintereinanderliegende Ziele aufgelöst werden. Dazu nimmt man Q reflektierende Objekte $\{Q\}$ an und erhält so ein Gleichungssystem für alle N Frequenzen. Der Vorteil sind je nach gewähltem System entweder die bessere Auflösung oder der geringere Rechenaufwand. Dieser ursprünglich für Mikrowellensysteme entwickelte Algorithmus ist dabei direkt für das PMD implementierbar.

10 In den folgenden Ausführungsbeispielen wird der frequenzmodulierte Betrieb eines PMD schematisch näher erläutert.

- Fig. 1 zeigt ein typisches Ausgangs- und Resetsignal eines PMD-Elementes nach dem Stand der Technik,
- 15 Fig. 2 zeigt eine Anordnung zur Bestimmung der Phasenverschiebung mittels eines PSK-Verfahrens nach dem Stand der Technik,
- Fig. 3 zeigt eine Anordnung unter Verwendung eines PMD im monofrequenten frequenzmodulierten Betrieb,
- 20 Fig. 4 zeigt eine Anordnung unter Verwendung eines PMD im 2-Frequenz-Verfahren,
- Fig. 5 zeigt eine weitere Anordnung unter Verwendung eines PMD im 2-Frequenz-Verfahren,
- Fig. 6 zeigt ein zu Fig. 5 entsprechende Systemkonzept mit
25 Integration in ein CMOS-PMD-Pixel
- Fig. 7 zeigt eine Anordnung unter Verwendung eines nicht-integrierenden PMD im FMCW-Verfahren,
- Fig. 8 zeigt eine Anordnung unter Verwendung eines integrierenden PMD im FMCW-Verfahren,
- 30 Fig. 9 zeigt ein Timing der Signale und des Samplings des Differenzsignals U_d beim FMCW-Verfahren,
- Fig. 10 zeigt ein linear an- und - abfallendes Rampensignal zur Ansteuerung beim FMCW-Verfahren,
- Fig. 11 zeigt ein typisches Spektrum beim FMCW-Verfahren,
- 35 Fig. 12 zeigt den Ablauf eines FSCW-Verfahrens.

In Figur 1 sind als Stand der Technik die Ausgangssignale U_a und U_b eines PMD, das Differenzsignal U_d sowie das Resetsignal R des Mikroprozessors MP in V aufgetragen gegen die Zeit t in μs für ein integrierendes PMD-Element nach Schwarte et al.

5 aufgetragen. Die Ausgangssignale U_a und U_b sind abschnittsweise linear von einer Zeitdauer t_{int} und werden durch das Resetsignal R der Zeitdauer t_R zurückgesetzt. Figur 2 zeigt zum Stand der Technik gehörig als Schaltskizze nach Heinol et al. eine Anordnung zur Bestimmung der Phasen-
10 verschiebung mittels eines PSK-Verfahrens.

Dabei werden ein Phasenschieber PS und ein Treiber T mittels eines Taktsignal TS, der typischerweise von einem Taktgeber generiert wird, getaktet. Der Treiber leitet das Modulationssignal $U_{PMD\ mod}$ und das um 180° phasenverschobene Modulationssignal $\bar{U}_{PMD\ mod}$ an das PMD weiter. Vom PMD werden entsprechend u. a. der Leistung P_M der einfallenden Welle die Ausgangssignale U_a und U_b erzeugt. Das zugehörige Differenzsignal U_d kann entweder digital ermittelt werden, oder bevorzugt mittels eines, bevorzugt analogen, Subtrahierers SUB.
15 Dieser Subtrahierer SUB kann zudem in das PMD-Pixel integriert werden. Das Differenzsignal U_d wird über einen A/D-Wandler ADW in einen Mikroprozessor MP eingegeben, der u. a. abhängig vom Wert von U_d sowohl das Resetsignal R an das PMD
20 weitergibt als auch das Phasensignal $U_{\phi d}$ an den Phasenschieber PS. Der Sender E, bevorzugt ein Laser, wird über das für ihn bestimmte Modulationssignal $U_{TX\ mod}$ vom Phasenschieber PS angesteuert. $U_{PMD\ mod}$ und $U_{TX\ mod}$ unterscheiden sich lediglich zur Anpassung an die angesteuerten Geräte in ihrer Signal-
25 höhe.
30

Der technische Aufwand zur Erzeugung einer entsprechend genauen und einfach einstellbaren Phasenverzögerung ist dabei beträchtlich, so wird z.B. in Heinol et al. die Phasenverzögerung mittels direkter digitaler Frequenzsynthese ("DDS")
35 und digitalem Phasenregister erzeugt.

Figur 3 zeigt als Schaltskizze eine Anordnung unter Verwendung eines PMD, der monofrequent betrieben wird.

5 Ein Oszillator OSC sendet ein Modulationssignal U_{mod} mit einer konstanten Modulationsfrequenz f_{mod} . Sein Ausgangssignal $U_{\text{Tx mod}}$ wird vom Sender E intensitätsmoduliert gesendet und gelangt gleichzeitig über den Treiber T, als $U_{\text{PMD mod}}$ auf das PMD. Dort wird es analog zu Figur 2 überlagert. Das Differenzsignal U_d
10 wird direkt vom A/D-Wandler abgetastet und im Mikroprozessor MP abgelegt. Dort erfolgt sodann eine Spektralanalyse zur Bestimmung der Dopplerfrequenz und die Berechnung der Phase. Auch wird ggf. bei integrierendem PMD, dem sinnvollerweise ein Differenzierer nachgeschaltet sein sollte, ein Reset-
15 signal R vom Mikroprozessor MP zum PMD gesendet.

Figur 4 zeigt eine mögliche Schaltanordnung zum Betrieb einer PMD-Anordnung im 2-Frequenz-Verfahren.

20

Zuerst wird ein von einem spannungsgesteuerten Oszillator VCO erzeugtes periodisch, insbesondere sinusförmig, intensitätsmoduliertes Signal mit Modulationsfrequenz f_1 vom Sender E, typischerweise einer Lichtquelle, gesendet. Zudem wird dieses
25 Signal einem spannungsgesteuerten Oszillator VCO über den Treiber T als Modulationssignal auf das PMD gegeben. Dort wird das empfangene Signal P_M mit dem Modulationssignal U_{mod} wie bereits beschrieben überlagert. Die Differenzspannung U_d wird im Zeitbereich mittels des A/D- Wandlers ADW ausreichend
30 schnell, d.h. mindestens mit dem zweifachen der maximal erwarteten Dopplerfrequenz, abgetastet und vom Mikroprozessor MP gespeichert.

Nun wird eine zweite Frequenz f_2 eingestellt, und der sich
35 dabei ergebende Wert U_{d2} aufgenommen. Für beide Meßreihen bestimmt man die Dopplerfrequenz f_d mittels Spektralanalyse. Die Entfernung ergibt sich wiederum aus der Phase des Dopp-

lersignals. Dabei wird die niedrige Frequenz f_2 zum Erreichen eines möglichst großen Eindeutigkeitsbereichs verwendet, die höhere Frequenz f_1 dient dem Erzielen einer guten Genauigkeit. Alternativ kann man auch die beiden Phasen direkt mittels eines "Least Square Fit" bestimmen.

Die in dieser Figur dargestellte Vorrichtung ist auch zum Betrieb in einer statischen Meßsituation geeignet. Für den Betrieb in statischen Meßsituationen werden bevorzugt PMDs mit integrierendem Ausleseverfahren verwendet.

Beispielsweise wird zuerst ein sinusförmig intensitätsmoduliertes Signal der mit einer ersten Modulationsfrequenz f_1 vom Sender E gesendet und zudem als Modulationssignal U_{mod} auf das PMD gegeben. Dort wird das empfangene Signal P_M mit dem Modulationssignal U_{mod} überlagert, und das Differenzsignal U_{d1} , das sich für die Differenzspannung U_d nach Ablauf der Integrationszeit t_{int} ergibt, vom Mikroprozessor MP gespeichert. Nun wird eine zweite, niedrigere Modulationsfrequenz f_2 eingestellt, und der sich für diese Frequenz ergebende Wert U_{d2} wird ebenfalls gespeichert.

Bevorzugt wird die niedrigere Modulationsfrequenz f_2 so gewählt, daß sich der gewünschte Meßbereich d_w eindeutig vermessen läßt. Es ergibt sich bei einem Eindeutigkeitsbereich von $\pi/2$ dann $f_2 = (\pi/4) \cdot (c/d_w)$. Man erhält so zwei Werte für Gl. (3).

Entweder kann dann die Entfernung für beide Modulationsfrequenzen f_1, f_2 getrennt bestimmt werden, was bei anschließender Kombination der Werte eine höhere Genauigkeit bei größerem Eindeutigkeitsbereich ermöglicht.

Eine andere Auswertung ist die Division der Differenzsignale U_{d1}, U_{d2} . Unter Voraussetzung gleicher Signalamplitude und Integrationszeit erhält man Gl. (7). Die so entstandene Funktion hängt nur von der Laufzeit τ ab, sie allerdings ist

nicht geschlossen analytisch lösbar. Somit wird bevorzugt eine Nachschlagetabelle (Look-up-table) der für die eingestellten Frequenzen im Mikroprozessor abgelegt. Dabei reicht der eindeutige Laufzeitbereich über eine Viertelperiode ($T/4$) der größeren Frequenz. Bei einer Anwendung des Verfahrens wird z. B. der Koeffizient der Meßwerte U_{d1}/U_{d2} gebildet, und dann im Look-up-table diejenige Laufzeit τ ermittelt, die dem Koeffizienten entspricht.

- 10 Insbesondere günstig ist die Wahl von $f_1 = 2 \cdot f_2$, da in diesem Fall die Gl. (7) analytisch nach τ auflösbar ist. Unter Verwendung von $k = U_{d1}/U_{d2}$ gilt:

$$\frac{U_{d1}}{U_{d2}} = \frac{\cos(2\omega_2 \cdot \tau)}{\cos(\omega_2 \cdot \tau)} \Leftrightarrow k \cdot \cos(\omega_2 \cdot \tau) - \cos(2\omega_2 \cdot \tau) = 0$$

15

Durch Anwenden der Additionstheoreme erhält man:

$$k \cdot \cos(\omega_2 \cdot \tau) = 2 \cdot \cos^2(\omega_2 \cdot \tau) - 1 \Leftrightarrow \cos^2(\omega_2 \cdot \tau) - \frac{k}{2} \cdot \cos(\omega_2 \cdot \tau) - 1 = 0$$

- 20 Somit ergibt sich die analytische Lösung der Laufzeit τ :

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_1} \cdot \arccos\left(\frac{k}{4} \pm \sqrt{\frac{k^2}{16} + 1}\right)$$

- 25 Diese Gleichung wird dann im Mikroprozessor an Stelle des Look-up-tables gelöst, der benötigte Speicherplatz wird frei.

- Die in dieser Figur beschriebene Anordnung ist auch geeignet zur Verwendung eines rechteckmodulierten 2-FSK-Verfahrens. Dazu ist der spannungsgesteuerte Oszillator (VCO) als Rechteckoszillator ausgebildet. Beim Betrieb wird somit ein rechteckförmiges Signal bestimmter Modulationsfrequenz f_1 von der Lichtquelle gesendet und als Modulationssignal auf das PMD gegeben. Die zweite Frequenz f_2 wird bevorzugt in der
- 30

gleichen Größenordnung wie f_1 eingestellt. Aus den zwei gespeicherten Frequenzen ergibt sich die Laufzeit zu:

$$\tau = \frac{(U_{d1} - U_{d2})}{4 \cdot (U_{d1} \cdot f_2 - U_{d2} \cdot f_1)} \quad (9)$$

5

Ebenfalls geeignet ist die Anordnung zur Durchführung eines n-FSK-Verfahrens, z. B. mit sinusförmigem oder rechteckigem Modulationssignal.

- 10 Auch ist die Anordnung aus dieser Figur geeignet, mittels eines Frequenz-Kennlinien-Verfahrens betrieben zu werden.

Figur 5 zeigt als Schaltskizze ein weiteres PMD-System, insbesondere zur Anwendung des 2-FSK-Verfahrens. Die beiden Frequenzen f_1 und f_2 sind bekannt, somit ist auch $k = f_2/f_1$ bekannt.

Somit läßt sich z. B. die Laufzeit τ nach Gl. (10) bestimmen.
20 Diese Anordnung bietet den Vorteil, daß der zweite Bruch in Gl.(10) direkt analog realisiert ist. Die Anordnung liefert dann ein analoges Spannungssignal direkt proportional zur Laufzeit τ , da der erste Bruch lediglich einen konstanten Faktor darstellt. Die Notwendigkeit eines Mikroprozessors MP
25 wie in Fig. 4 entfällt.

Auch kann die analoge Auswerteschaltung für Gl.(10) bevorzugt direkt in das PMD integriert werden. An Stelle des spannungsgesteuerten Oszillators VCO kann zudem ein mit Festfrequenz-
30 generator LO treten, dessen Ausgangsfrequenz mit einem Teiler heruntergeschaltet wird. Entsprechende Teiler sind Stand der Technik und u.a. in U. Tietze, T. Schenk, "Halbleiter-Schaltungstechnik", Kapitel 10, S 232 ff, zehnte Auflage, Springer Verlag Berlin, beschrieben. Zudem sind integrierte
35 Frequenzteiler erhältlich.

In den Figuren 4 und 5 kann der Oszillator auch durch einen DDS-Baustein ersetzt werden

- 5 Figur 6 zeigt als Schaltanordnung ein Systemkonzept zur Integration einer PMD-Schaltung gemäß Figur 5 in ein CMOS-PMD-Pixel.

Zu Beginn der Messung ist die erste Frequenz f_1 eingestellt.
10 Die entstehenden Ladungsträger fließen in die jeweiligen Integratoren. Nach einer bestimmten Zeitspanne wird auf die Frequenz f_2 umgeschaltet. Gleichzeitig werden auch die Integratoren umgeschaltet, so dass die Ladungsträger nun in einen zweiten Integrator fließen. Die Werte der jeweils zwei
15 zugehörigen Integratoren dann am Ende der zweiten Integrationsperiode ausgelesen und die Integratoren mittels des Reset-signals R zurückgesetzt. Falls eine Reduzierung der Auslesezeit wünschenswert ist, kann auch der erste Integrator während der zweiten Integrationsphase bereits ausgelesen werden.

20 Insbesondere günstig ist die Integration der Schaltung aus Fig. 5 direkt in das PMD-Pixel. Dann steht in jedem Pixel ein analoger, zur Laufzeit τ proportionaler Spannungswert zur Verfügung. Dadurch kann insbesondere eine bei größeren Pixel-
25 zahlen aufwendige Nachbearbeitung; z.B. die digitale Subtraktion der beiden Werte, entfallen. Zudem steht bereits nach einer Messung ein Entfernungssignal zur Verfügung. Vorteilhaft ist dabei insbesondere die Ausnutzung der vorhandenen Integrationskapazität als "Sample und Hold"-Tor.

30 Die Anordnungen nach Fig. 4, 5 und 6 können günstigerweise um einen Verstärker mit schaltbarer Verstärkung erweitert werden, um bei kleinen Signalen den Dynamikbereich des A/D-Wandlers voll auszunutzen.

Figur 7 zeigt als Schaltbild eine Anordnung zur Ansteuerung eines PMD mittels eines FMCW-Verfahrens, wobei PMD-Elemente mit nicht-integrierendem Ausgang verwendet werden.

5 Entweder durch den Mikroprozessor MP oder bevorzugt durch den Rampengenerator RG wird ein linear ansteigendes Rampensignal U_{fc} erzeugt. Das Rampensignal U_{fc} wird auf den VCO gegeben und stimmt diesen, ausgehend von der Grundfrequenz, über eine Bandbreite Δf_g durch. Das frequenzmodulierte Ausgangssignal
10 des VCO wird vom Sender E gesendet und über den PMD-Treiber T als Modulationssignal auf das PMD gegeben. Dort wird es in oben beschriebener Weise mit dem empfangenen Signal überlagert. Für das Mischsignal U_{di} gilt mit den entsprechenden Zeitwerten t und der Rampendauer T :

15

$$U_{di} = K \cdot P_M \cdot \cos(\Delta\varphi_{\text{tot}}) = K \cdot P_M \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \left(f_0 + t \cdot \frac{\Delta f_g}{T}\right) \cdot \tau\right) \quad (14)$$

Es ergibt sich die Laufzeit/Entfernung als Frequenzinformation gemäß $\tau = (T/\Delta f_g) \cdot f$ bzw. $d_i = (c \cdot T/(2\Delta f_g)) \cdot f$. Die Auswertung der Frequenzinformation kann dann mit den bekannten
20 Verfahren für FMCW-Radarsysteme (FFT, ARMA oder Zeitbereichsverfahren) erfolgen. Der Stand der Technik zur Spektralanalyse ist für die FFT z. B. in A. Oppenheim, W. Schäfer: "Discrete-Time Signal Processing", 1989, Prentice Hall, Englewood Cliffs, wiedergegeben, für ARMA und Pronyverfahren
25 z. B. in S. Kay oder S.L. Marple: "Digital Spectral Analysis with Applications", 1988, Prentice Hall Englewoods Cliffs, für Zeitbereichsverfahren z. B. in DE 19736693.

30 Alle Spektralanalyseverfahren bilden die mittleren Frequenzen aus allen Meßpunkten, somit ist das erfindungsgemäß bevorzugte Weglassen des Integrators ohne Einbußen beim Signal/Rausch-Verhältnis möglich.

35 Dazu wird das Mischsignal mittels eines schnellen A/D-Wandlers (ADW) direkt sequentiell digitalisiert. Dabei muß die

Abtastfrequenz nach Abtasttheorem so gewählt werden, das sie dem doppelten Wert der maximalen Frequenz des Mischsignals entspricht: $f_i = 2 \cdot (T/\Delta f_g) \cdot \tau_{\max}$. Dabei ist τ_{\max} die größte zu messende Laufzeit, d.h. der Meßbereich legt die notwendige

5 Tastfrequenz fest. Für ein typisches Entfernungsmeßgerät für Entfernungen von 0-10 m ergibt sich bei einer Rampendauer von 10 ms und einer Bandbreite von 100 MHz eine Grenzfrequenz von ca. 1,3 kHz.

10 Die FMCW-Verfahren für PMD-Pixel lassen sich vorteilhafterweise dahingehend erweitern, daß an Stelle einer einfachen ansteigenden Rampe ein zuerst linear ansteigende und dann linear abfallende Rampe als Steuersignal verwendet wird. Dies ermöglicht bei einer Auswertung neben der Entfernungsmessung

15 die gleichzeitige Messung der Geschwindigkeiten über den Dopplereffekt. Dabei wird in Gl. (6) die gesendete Frequenz um die sogenannte Dopplerfrequenz f_d verschoben, siehe z. B. E. Pehl.

20 Das Meßprinzip ist dabei wie folgt: Während der steigenden Rampe entspricht die Frequenz des heruntergemischten Signals der Summe aus dem durch die Laufzeit verursachten Frequenzanteil f_e und dem durch die Radialgeschwindigkeit verursachten Frequenzanteil f_d . Während der fallenden Rampe hingegen wird

25 die Frequenz des heruntergemischten Signals durch die Differenz aus dem durch die Laufzeit verursachten Frequenzanteil f_e und dem durch die Radialgeschwindigkeit verursachten Frequenzanteil f_d gebildet.

30

Figur 8 zeigt als Schaltskizze eine Anordnung zum FMCW-Betrieb integrierender PMDs.

Der Ablauf der PMD-Steuerung sieht dabei wie folgt aus: Der

35 Mikroprozessor/-kontroller MP initialisiert den Rampengenerator RG. Dieser steuert eine Rampe durch, die als Signal U_{fc} an den Vco weitergeleitet wird, wobei bevorzugt die gesamte

Bandbreite zwischen zwei Resetsignal R durchgestimmt wird.
Für die in Fig. 1 gezeigten typischen Signale eines zur Zeit
erhältlichen PMDs ergibt sich bei einer Integrationszeit von
etwa 1 ms und einer Bandbreite von ca. 100 MHz eine Ram-
pensteigung von 100 GHz/s. Während der Integration wird das
5 Ausgangssignal des PMDs, falls gewünscht, kontinuierlich dif-
ferenziert. In jedem Fall wird das Ausgangssignal zwischen
den beiden Resetsignalen R sequentiell abgetastet und digita-
lisiert. Nach der Integrationszeit bzw. bei Erreichen des
10 Rampenendes wird das Resetsignal R ausgelöst.

In den beiden Anordnungen nach Fig. 7 und Fig. 8 kann die
Kombination aus VCO und Rampengenerator z. B. auch durch
einen DDS-Baustein DDS oder einen PLL-("Phase-Lock-Loop")-
15 Synthesizer PLL ersetzt werden, der direkt ein linear an-
steigendes Frequenzsignal erzeugt.

Vorteilhaft ist bei den beiden FMCW-Verfahren die wesentlich
20 kürzere Zeit, nach der bereits ein erstes Entfernungsergebnis
vorliegt, und die Mehrzielfähigkeit.

Ein weiterer Vorteil liegt in der gleichzeitigen Vermessung
von Geschwindigkeit und Entfernung. Dies führt gegenüber dem
25 Stand der Technik zudem zu einer genaueren Vermessung der
Entfernung von bewegten Zielen, da bei den Methoden nach dem
Stand der Technik die Bewegung der Meßziele systematische
Meßfehler erzeugt. Von Nachteil ist der Rechenaufwand für die
Spektralanalyse.

30
Figur 9 zeigt ein typisches Timing der Signale und des Sam-
plings des Differenzsignals beim FMCW-Verfahren mit integrie-
rendem PMD, z. B. gemäß Figur 8.

35 Die oberste Reihe zeigt ein typisches Differenzsignal U_d in
V, die zweite Reihe das Resetsignal R und U_{RS} in V, die
dritte Reihe das Rampensignal U_{fc} in V und die unterste Reihe

die Frequenz f des Rampensignals in Hz, jeweils aufgetragen gegen die gleiche Zeitachse.

- 5 Figur 10 zeigt eine Auftragung einer Frequenz f gegen die Zeit t für ein zuerst linear ansteigendes und dann linear abfallendes Rampensignal zur Ansteuerung beim FMCW-Verfahren.

10 Tastet man jetzt wie zuvor das Mischsignal mit dem A/D-Wandler AD ab und führt eine FFT durch, dann weist das Spektrum Maxima an den Stellen $f_{up} = f_e + f_d$ und $f_{dw} = f_e - f_d$ auf. Die Maxima bestimmt man wiederum mit geeigneten Routinen und erhält dann die Entfernung bzw. Geschwindigkeit aus $f_e = 1/2 \cdot (f_{up} + f_{dw})$ und $f_d = 1/2 \cdot (f_{up} - f_{dw})$. Somit können Geschwindigkeit und Entfernung gleichzeitig aus der Aufnahme nur eines Spektrums bestimmt werden.

15

Figur 11 zeigt als logarithmische Auftragung eines Amplitudenwertes A gegen die Frequenz ein typisches Spektrum, das bei einem FMCW-Verfahren mit einem Ansteuerungsverlauf gemäß Figur 10 bestimmt wird.

20

- 25 Figur 12 zeigt als Flussdiagramm den Ablauf eines Algorithmus zur Anwendung des FSCW-Verfahrens bei integrierendem PMD.

Bevorzugt wird, ausgehend von einem niedrigstem Wert, einer Startfrequenz f_i eingestellt, z.B. 1 MHz. Nach Abwarten der Integrationszeit wird der zugehörige Messwert i aufgenommen und gespeichert. Es folgt ein Reset. Dann wird die Frequenz f_i günstigerweise sukzessiv um einen konstanten Betrag Δf erhöht und die Messaufnahme für diese Frequenz durchgeführt.

30

- 35 Nach Aufnahme aller N Werte wird eine Spektralanalyse, z.B. eine FFT, durchgeführt, durch die man das Spektralkomponenten

der Meßreihe erhält. Die Laufzeit bzw. Entfernung kann sodann aus der Frequenz der Spektralkomponenten bestimmt werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Geschwindigkeitsmessung mittels eines PMD-Systems, bei dem

- 5 - ein PMD (PMD) mittels mindestens eines Modulationssignals (U_{mod}) mit einer Modulationsfrequenz (f_{mod}) und eines dazu komplementären Modulationssignals (\bar{U}_{mod}) angesteuert wird,
- ein Sender (E) elektromagnetische Strahlung aussendet, die mittels des mindestens einen Modulationssignals (U_{mod}) in-
- 10 tensitätsmoduliert wird,
dadurch gekennzeichnet, dass
- mindestens ein Ausgangssignal (U_a, U_b) des PMD (PMD) oder mindestens ein daraus abgeleitetes Signal (U_d), insbesondere ein Differenzsignal (U_d), aufgenommen wird,
- 15 - mittels einer Spektralanalyse, insbesondere einer schnellen Fouriertransformation (FFT), aus dem mindestens einen Ausgangssignal (U_a, U_b) und/oder dem mindestens einen daraus abgeleiteten Signal (U_d) ein Spektrum gebildet wird,
- im Spektrum ein Signalanteil mit signifikanter, insbesondere maximaler, Amplitude bestimmt wird,
- 20 - die zugehörige Frequenz (f_{max}) ermittelt wird, und
- aus dieser Frequenz (f_{max}) des Signalanteils mit signifikanter Amplitude eine Geschwindigkeit berechnet wird.

- 25 2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem
zusätzlich aus der der Frequenz (f_{max}) des Signalanteils mit signifikanter Amplitude zugehörigen Phase (φ_{ges}) im Spektrum eine dieser Frequenz (f_{max}) zugehörige Entfernung bestimmt wird.

3. Verfahren zum Betrieb eines PMD-Systems, bei dem

- ein PMD (PMD) mittels mindestens eines Modulationssignals (U_{mod}) angesteuert wird,
 - ein Sender (E) elektromagnetische Strahlung aussendet, die
- 5 mittels des mindestens einen Modulationssignals (U_{mod}) intensitätsmoduliert wird,

dadurch gekennzeichnet, dass

das Modulationssignal (U_{mod}) zwischen mindestens zwei Modulationsfrequenzen (f_1, f_2, f_i) variiert wird.

10

4. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem

das Modulationssignal (U_{mod}) zwischen zwei Modulationsfrequenzen (f_1, f_2) umgeschaltet wird.

15

5. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem

für jede der beiden Modulationsfrequenzen (f_1, f_2) eine Ermittlung von Geschwindigkeit und/oder Entfernung jeweils getrennt erfolgt, und anschließend die niedrigere Modulationsfrequenz (f_2) zur Bestimmung des Eindeutigkeitsbereichs und

20

die höhere Modulationsfrequenz (f_1) zur Erhöhung der Genauigkeit verwendet wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5 zur Ermittlung der Geschwindigkeit für jeweils eine der Modulationsfrequenzen (f_1, f_2), bei

25

dem

- mindestens ein Ausgangssignal (U_a, U_b) des PMD (PMD) oder mindestens ein daraus abgeleitetes Signal (U_d), insbesondere ein Differenzsignal (U_d), aufgenommen wird,
 - mittels einer Spektralanalyse, insbesondere einer schnellen Fouriertransformation (FFT), aus dem mindestens einen
- 30 Ausgangssignal (U_a, U_b) und/oder dem mindestens einen daraus abgeleiteten Signal (U_d) ein Spektrum gebildet wird,
- im Spektrum ein Signalanteil mit signifikanter, insbesondere maximaler, Amplitude bestimmt wird,
- 35 - die zugehörige Frequenz (f_{max}) ermittelt wird, und aus dieser Frequenz (f_{max}) des Signalanteils mit signifikanter Am-

plitude eine Geschwindigkeit für die jeweils eingestellt
Modulationsfrequenz (f_1, f_2) berechnet wird.

7. Verfahren nach Anspruch 5 oder 6 zur Ermittlung der Ent-
5 fernung für jeweils eine der Modulationsfrequenzen (f_1, f_2) ,
bei dem aus der der Frequenz (f_{\max}) des Signalanteils mit
signifikanter Amplitude zugehörigen Phase (φ_{ges}) im Spektrum
eine dieser Frequenz (f_{\max}) zugehörige Entfernung bestimmt
wird.
- 10 8. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem
für jede der beiden Modulationsfrequenzen (f_1, f_2) eine
Entfernungsmessung mit einem I-Q-Verfahren oder einem PSK-
Verfahren getrennt erfolgt und anschließend die niedrigere
15 Modulationsfrequenz (f_2) zur Bestimmung des Eindeutigkeits-
bereichs und die höhere Modulationsfrequenz (f_1) zur Erhöhung
der Genauigkeit verwendet wird.
- 20 9. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem
eine Entfernungsbestimmung mittels eines Koeffizienten U_{d1}/U_{d2}
durchgeführt wird, insbesondere unter Verwendung eines Look-
up-Table oder einer analytischen Bestimmung der Laufzeit (τ) .
- 25 10. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 9, bei dem
das Modulationssignal (U_{mod}) zwischen mehr als zwei Modula-
tionsfrequenzen (f_1, f_2, f_i) umgeschaltet wird.
- 30 11. Verfahren nach Anspruch 10, bei dem
eine Bestimmung einer Laufzeit (τ) mittels einer Least-
Square-Fit-Methode durchgeführt wird.
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 11, bei dem
das Modulationssignal (U_{mod}) periodisch, insbesondere sinus-
förmig, amplitudenmoduliert wird.

13. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 12, bei dem die niedrigere Modulationsfrequenz (f_2) entsprechend dem Meßbereich d_w nach Gleichung

$$f_2 = (\pi/4) \cdot (c/d_w)$$

5 gewählt wird, wobei c der Wellengeschwindigkeit entspricht.

14. Verfahren nach Anspruch 13, bei dem die höhere Modulationsfrequenz (f_1) und die niedrigere Modulationsfrequenz (f_2) in einer Beziehung $f_1 = 2 \cdot f_2$ zueinander
10 stehen.

15. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 14, bei dem das Modulationssignal (U_{mod}) rechteckförmig amplitudenmoduliert wird.

15

16. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem

- die Modulationsfrequenz (f_1, f_2, f_i) unter Verwendung eines Frequenz-Kennlinien-Verfahrens variiert wird, und
- eine Entfernung mittels einer Bestimmung mindestens eines
20 charakteristischen Punkts, insbesondere von Nullstellen oder Extrema, erfolgt.

17. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem

- die Modulationsfrequenz (f_1, f_2, f_i) unter Verwendung eines
25 FMCW-Verfahrens kontinuierlich variiert wird,
- eine Spektralanalyse mindestens eines Ausgangssignals (U_a, U_b) des PMD (PMD) und/oder mindestens eines daraus abgeleiteten Signals (U_d), insbesondere eines Differenzsignals (U_d) durchgeführt wird,
- 30 - anschließend eines oder mehrere Maxima im durch die Spektralanalyse resultierenden Spektrum gesucht werden,
- eine Geschwindigkeit oder/und eine Entfernung aus der zugehörigen Frequenz mindestens eines Maximums berechnet wird.

35

18. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem

- die Modulationsfrequenz (f_1, f_2, f_i) unter Verwendung eines FSCW-Verfahrens in diskreten Schritten bekannten Abstands variiert wird

5 - eine Spektralanalyse mindestens eines Ausgangssignals (U_a, U_b) des PMD (PMD) und/oder mindestens eines daraus abgeleiteten Signals (U_d), insbesondere eines Differenzsignals (U_d) durchgeführt wird,

10 - anschließend eines oder mehrere Maxima im durch die Spektralanalyse resultierenden Spektrum gesucht werden,

- eine Geschwindigkeit oder/und eine Entfernung aus der zugehörigen Frequenz mindestens eines Maximums berechnet wird.

15 19. Anordnung zum Betrieb eines PMD-Systems, aufweisend

- mindestens einen PMD (PMD),

- mindestens einen Sender (E),

- mindestens einen Signalgenerator (OSC, LO, DDS, VCO, PLL),
mittels dessen ein Modulationssignal (U_{mod}) an den PMD

20 (PMD) und an den Sender (E) gesendet werden kann,

dadurch gekennzeichnet, dass

mittels des Signalgenerators (OSC, LO, DDS, VCO, PLL) das Modulationssignal (U_{mod}) wahlweise zwischen mindestens zwei Frequenzen (f_1, f_2, f_i) schaltbar ist.

25

20. Anordnung nach Anspruch 19, bei der

der Sender (E) mindestens einen Laser, eine LED, eine Quecksilberdampf Lampe, eine Leuchtstoffröhre oder einen Mikrowellensender aufweist.

30

21. Anordnung nach einem der Ansprüche 19 oder 20, bei der der Signalgenerator einen Oszillator (OSC), insbesondere einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) oder einen Festfrequenzoszillator (LO), oder einen PLL-Synthesizer (PLL) oder

35 einen DDS-Baustein aufweist.

22. Anordnung nach einem der Ansprüche 19 bis 21, bei der das PMD (PMD) über einen A/D-Wandler (ADW) mit einem Mikroprozessor (MP) verbunden ist.

5 23. Anordnung nach einem der Ansprüche 19 bis 22, bei der im PMD (PMD) mindestens zwei Sample-and-Hold-Tore integriert sind, in denen mindestens ein Ausgangssignal (U_a, U_b) des PMD (PMD) oder mindestens ein daraus abgeleitetes Signal (U_d), insbesondere ein Differenzsignal (U_d), gespeichert wird, welche
10 che wechselnd in Abhängigkeit von den eingestellten Modulationsfrequenzen (f_1, f_2, f_i) umschaltbar sind.

24. Anordnung nach Anspruch 23, bei der zwei Sample-and-Hold-Tore je Ausleseausgang verwendet werden,
15 die zeitgleich mit dem Umschalten zwischen den Modulationsfrequenzen (f_1, f_2, f_i) umschaltbar sind.

25. Anordnung nach Anspruch 24, bei der mindestens einem Sample-and-Hold-Tor eine analoge Auswerteschaltung nachgeschaltet ist, welche die entweder extern oder
20 direkt in einen das PMD (PMD) enthaltenden Chip integriert ist.

26. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei
25 der das PMD (PMD) nichtintegrierend ausgeführt ist.

Zusammenfassung

Verfahren und Vorrichtungen zum Betrieb eines PMD-Systems

- 5 Das Verfahren dient zur Ansteuerung eines PMD-Systems, bei dem ein PMD (PMD) mittels mindestens eines Modulationssignals (U_{mod}) und eines dazu komplementären Modulationssignals (\bar{U}_{mod}) angesteuert wird, und ein Sender (E) elektromagnetische Strahlung aussendet, die mittels des mindestens einen Modu-
- 10 lationssignals (U_{mod}) intensitätsmoduliert wird, und welches dadurch gekennzeichnet ist, dass das Modulationssignal (U_{mod}) zwischen mindestens zwei Modulationsfrequenzen (f_1, f_2, f_i) variiert wird.
- 15 Sign. Fig. 4

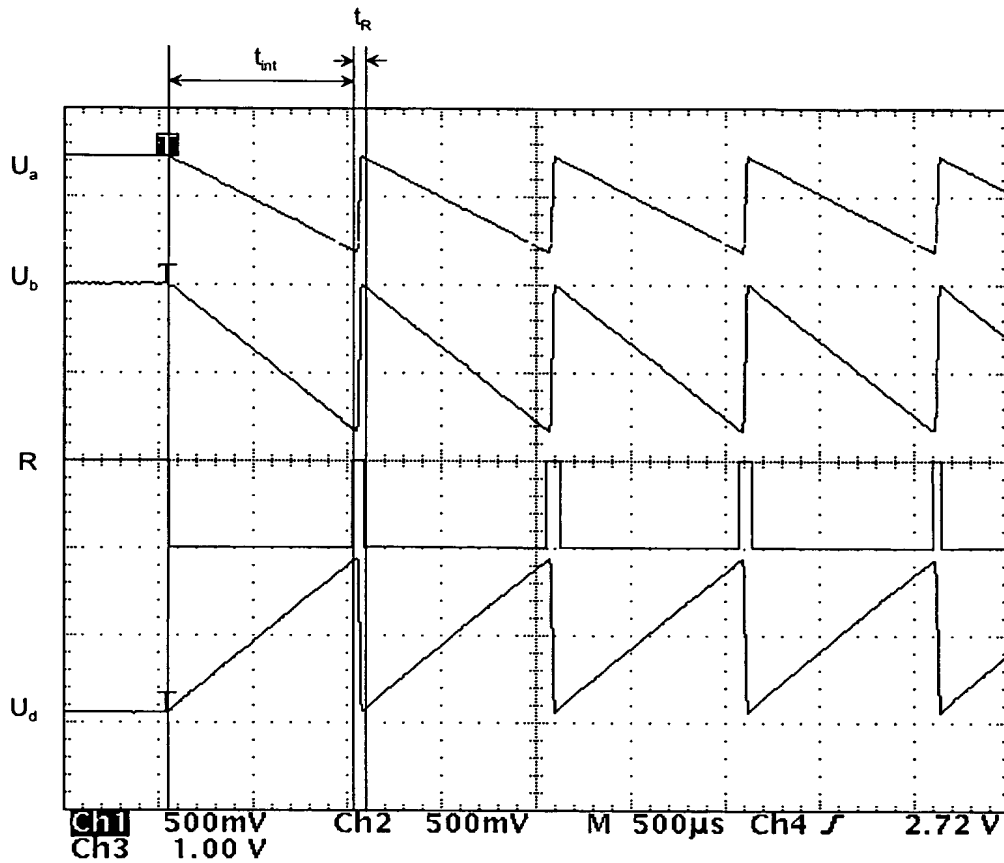


Fig. 1 (Stand der Technik)

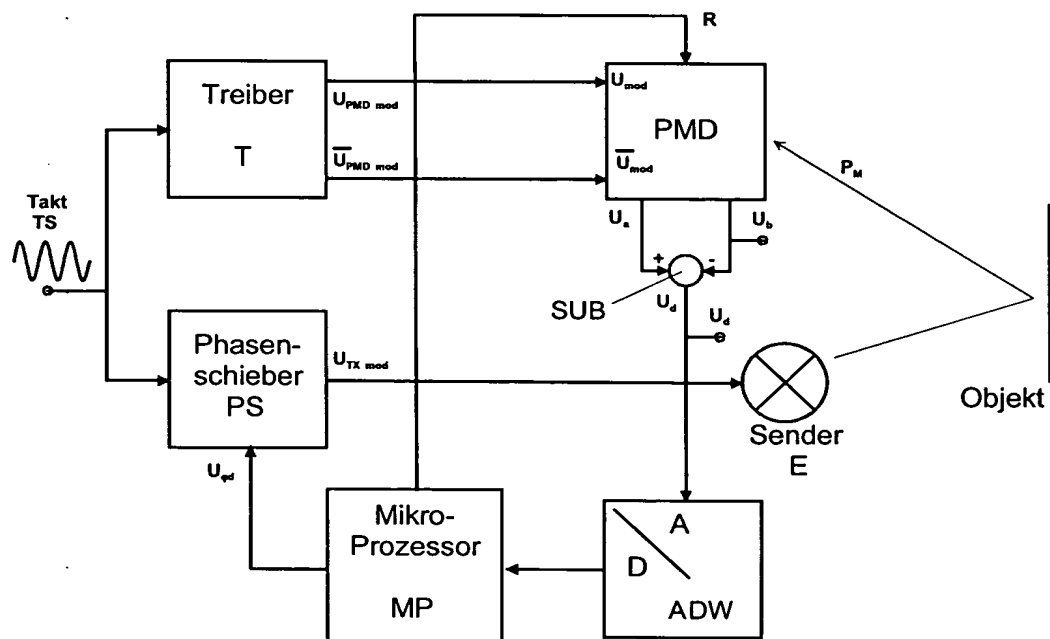


Fig. 2 (Stand der Technik)

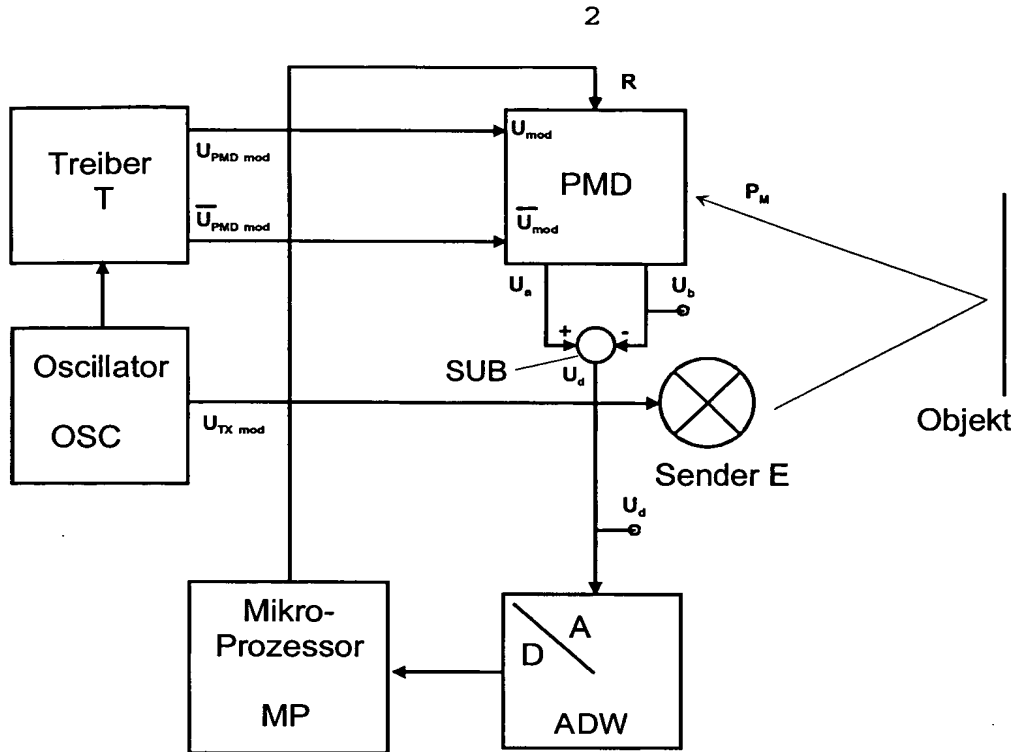


Fig. 3

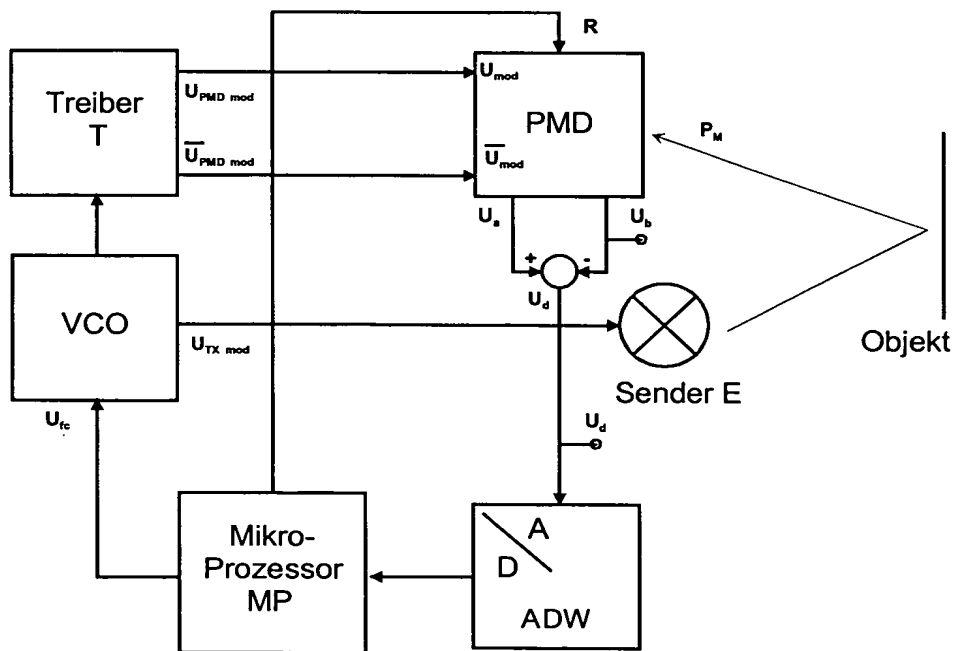


Fig. 4

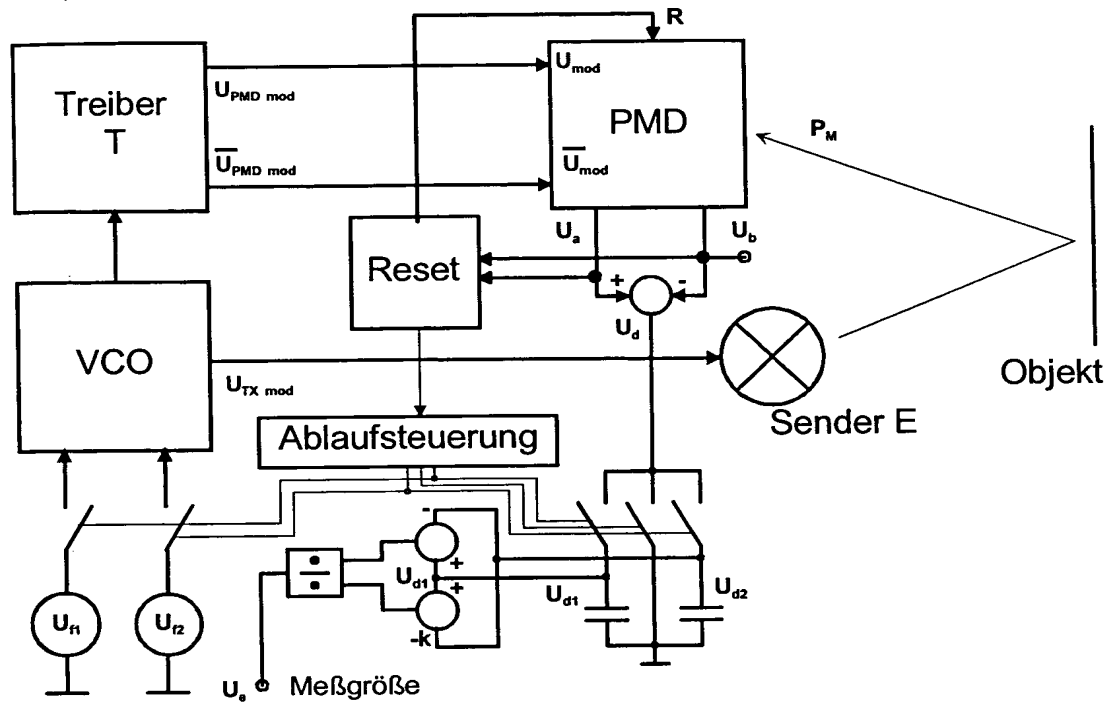


Fig. 5

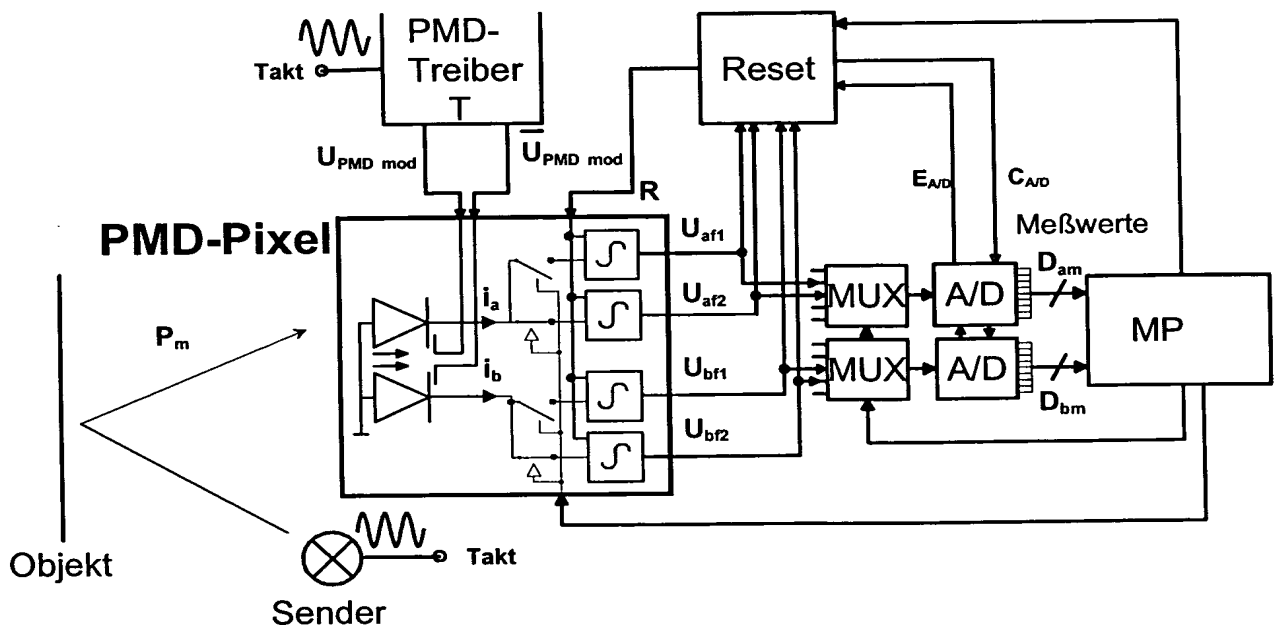


Fig. 6

4

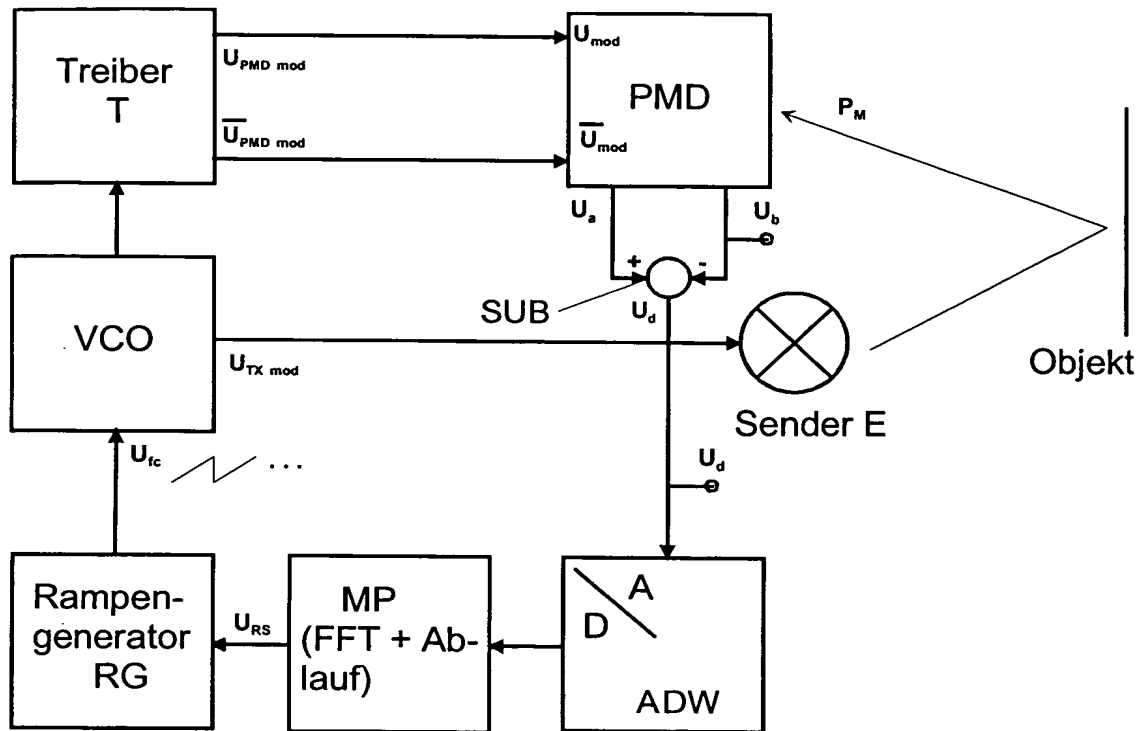


Fig. 7

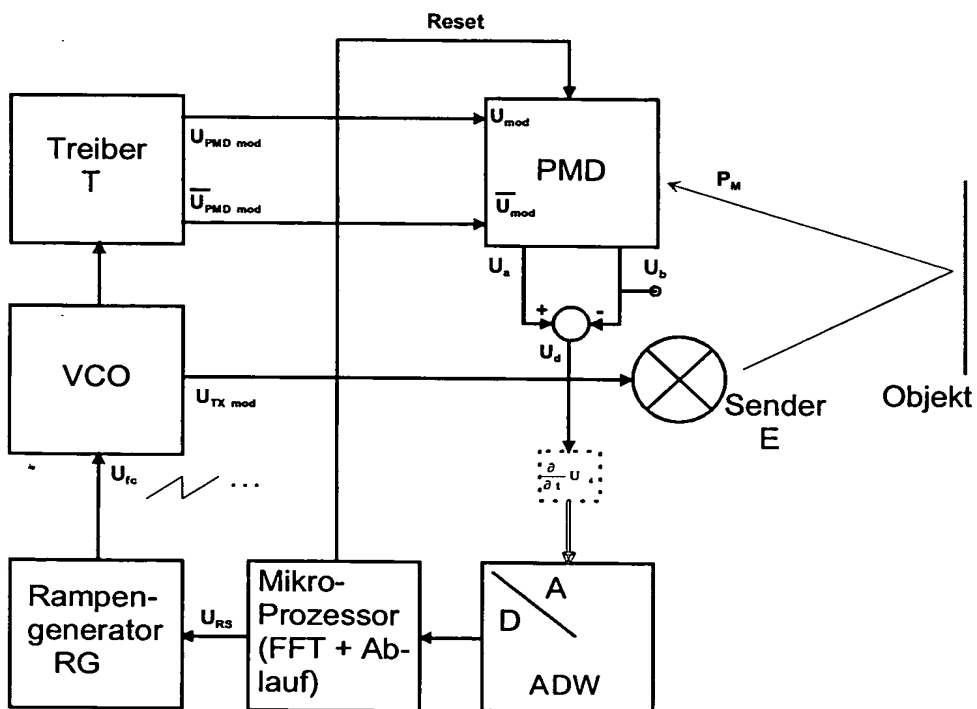


Fig. 8

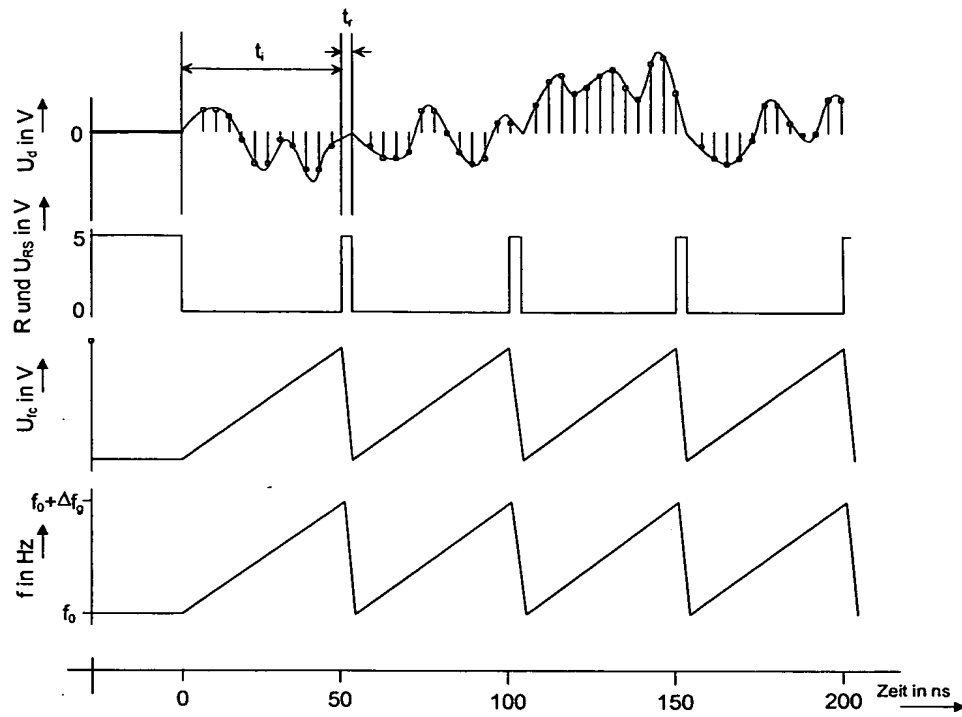


Fig. 9

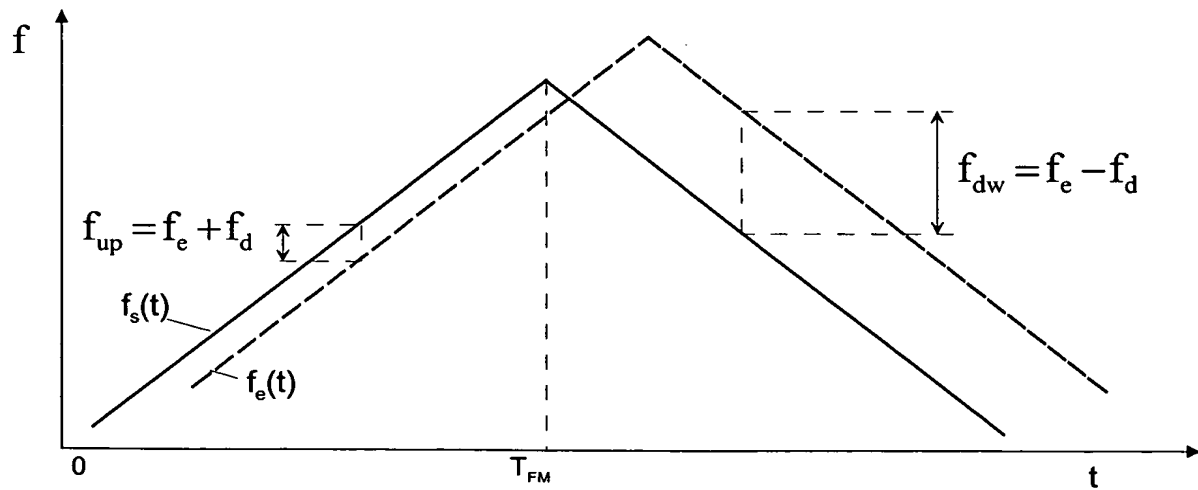


Fig. 10

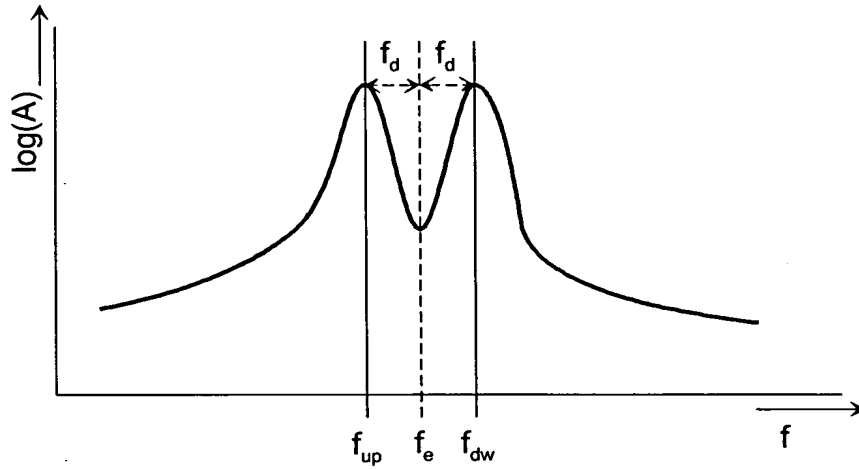


Fig. 11

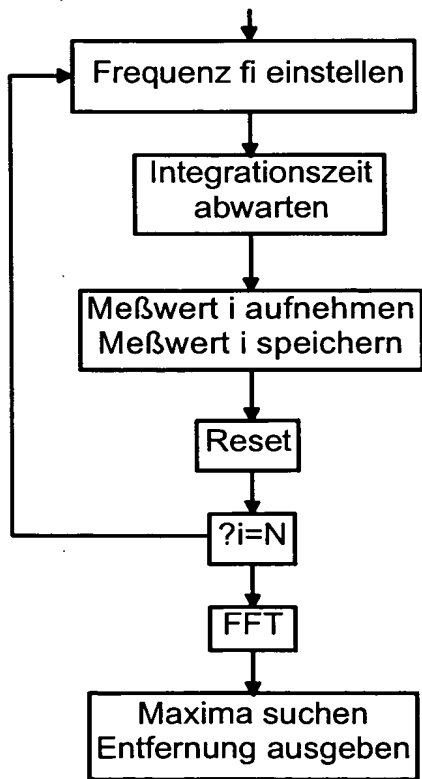


Fig. 12

This Page Blank (uspto)